



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Patentschrift  
⑩ DE 43 16 297 C 1

⑤ Int. Cl. 5:  
G 10 L 5/00

⑳ Aktenzeichen: P 43 16 297.5-53  
㉑ Anmeldetag: 14. 5. 93  
㉒ Offenlegungstag: —  
㉓ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 7. 4. 94

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

㉔ Patentinhaber:

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der  
angewandten Forschung eV, 80636 München, DE

㉕ Vertreter:

Schoppe, F., Dipl.-Ing.Univ., Pat.-Anw., 82049 Pullach

㉖ Erfinder:

Kapust, Rolf, Dipl.-Ing., 8602 Stegaurach, DE;  
Seitzer, Dieter, Prof. Dr., 8520 Erlangen, DE

㉗ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 40 11 577 A1  
US 51 42 656

ZWICKER, E.;  
FELDTKELLER, R.;  
Das Ohr als Nach- richtenempfänger, 2. Auflage;  
Hirzel Verlag, Stuttgart 1967;  
TIETZE, U.;

SCHENK, Ch.;  
Halbleiterschaltungs- technik, 9. Auflage,  
Springer-Verlag, Berlin, 1989;  
GOERTZEL, G.;  
An Algorithm for the Evaluation of Finite  
Trigonometric Series», Amer. Math. Monthly (1968),  
S. 34-35;  
CROCHIERE, R.E.;  
RABINER, L.;  
Multirate Digital Signal Processing;  
Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983;

㉘ Frequenzanalyseverfahren

- ㉙ Ein Frequenzanalyseverfahren umfaßt die Bewertung eines zeitlichen, in Form von diskreten Abtastwerten vorliegenden Eingangssignals mit einer Fensterfunktion. Anschließend wird das gefensterte Eingangssignal zur Erzeugung eines Satzes von Koeffizienten Fourier-transformiert. Um ein solches Verfahren so weiterzubilden, daß die Eigenschaften des menschlichen Ohres nicht nur hinsichtlich der spektralen Abbildung in den Frequenzbereich, sondern auch hinsichtlich der Auflösung im Zeitbereich nachgebildet werden, wird ein Block des Eingangssignals mit einem Satz von unterschiedlichen Fensterfunktionen zur Erzeugung eines Satzes von mit den jeweiligen Fensterfunktionen gewichteten Blöcken von Abtastwerten bewertet, deren Fourier-Transformierte unterschiedliche Bandbreiten haben, bevor jeder der zeitgleich erzeugten Blöcke von Abtastwerten einer eigenen Fourier-Transformation derart unterzogen wird, daß für jede Fensterfunktion zumindest jeweils ein Koeffizient berechnet wird, dem die Bandbreite der Fourier-Transformierten dieser Fensterfunktion zugeordnet ist und daß die Koeffizienten so gewählt werden, daß die ihnen zugeordneten Frequenzbänder im wesentlichen aneinander angrenzen.

DE 43 16 297 C 1

DE 43 16 297 C 1

## Beschreibung

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Frequenzanalyseverfahren, bei dem aus einem zeitdiskret, in Form von Blöcken von Abtastwerten vorliegenden Eingangssignal mittels einer Fensterfunktion überlappend aufeinanderfolgende Blöcke von Abtastwerten entnommen werden, woraufhin die so mit den Fensterfunktionen bewerteten Blöcke zur Erzeugung eines Satzes von Koeffizienten fourier-transformiert werden, nach dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Es sind hauptsächlich zwei verschiedene Frequenzanalyseverfahren bekannt, mittels derer ein zeitliches, in Form von Abtastwerten vorliegendes Eingangssignal in eine Mehrzahl von Koeffizienten, d. h. in den Spektralbereich transformiert werden kann. Diese Verfahren lassen sich in sogenannte Teilbandverfahren (vgl. bspw. DE 40 11 577 A1) und Transformationsverfahren (vgl. bspw. US 51 42 656) klassifizieren, wenngleich Transformations- und Filterbankanalysen mathematisch zunächst eng miteinander verwandt sind.

Für die Audiosignalanalyse und/oder -codierung ist es zweckmäßig und vorteilhaft, die Frequenzanalyse den Eigenschaften des menschlichen Ohres als Schallempfänger anzupassen. Eine wesentliche Erkenntnis der Psychoakustik ist hierbei, daß das Ohr Schallereignisse, die in eine bestimmte Bandbreite, die sogenannte Frequenzgruppenbreite fallen, gemeinsam bewertet. Schallereignisse außerhalb einer solchen Frequenzgruppenbreite werden getrennt wahrgenommen.

Die Frequenzgruppenbreite ist — im Gegensatz zu rein technischen Frequenzanalysen — nicht konstant; mit zunehmender Mittenfrequenz wird auch ihre Bandbreite größer. Der Zusammenhang zwischen Frequenzgruppenbreite und Mittenfrequenz ist darüberhinaus, wie in Fig. 2 gezeigt, nichtlinear.

Dabei verwenden die sogenannten Teilbandverfahren zur Spektralanalyse Filterbänke, die eine spektrale Zerlegung entsprechend den Frequenzgruppen vornehmen. Üblicherweise verwendet man hierzu Kaskadenanordnungen aus Halbbandfiltern. Durch die fortgesetzte Halbierung des Basisbandes mittels einer derartigen Halbbandfilterkaskade kann nur eine grobe Annäherung an die Aufteilung in Frequenzgruppen erreicht werden.

Die Zeitauflösung von Bandfiltern ist umgekehrt proportional zu ihrer jeweiligen Bandbreite; sie wird also mit zunehmender Bandbreite feiner und ist damit gut den Eigenschaften des Gehörs angepaßt. Halbband-Filterkaskaden erzeugen aber, bedingt durch das Prinzip der fortgesetzten Halbierung des Basisbandes, relativ große Abweichungen der Frequenzaufteilung von der Vorgabe durch die Frequenzgruppenaufteilung, die Zwicker für das Gehör gefunden hat.

FFT-Analysen können zwar bei entsprechend feinem Frequenzraster eine genaue Aufteilung in Frequenzgruppen gewährleisten, die Zeitauflösung ist dann jedoch zu grob und insbesondere konstant für alle Frequenzgruppen, was wiederum auch nicht den Eigenschaften des menschlichen Schallrezeptors entsprechen kann, wie die Wahrnehmbarkeit von Vorechosstörungen beweist.

Prinzipiell ist die Zeitauflösung durch die Rekonstruktion einer Impulsfolge mit Hilfe eines idealen Tiefpasses gegeben. Die aus der Impulsantwort eines Filters ablesbare Zeitauflösung wird als "resolution span" bezeichnet. Sie ist in Fig. 1 wiedergegeben.

Wie in Fig. 1 gezeigt ist, ist die Erzeugung der auf  $f_g$  bandbegrenzten Funktion  $f(t)$  durch Superposition von mit dem jeweiligen Abtastwert bewerteten  $\sin x/x$ -Funktionen  $\sigma_n(t)$  möglich. Die  $\sin x/x$ -Funktionen (Spaltfunktionen) stellen die Impulsantwort eines idealen Tiefpasses mit der Grenzfrequenz  $f_g$  dar. Die Zeitauflösung des idealen Tiefpasses ist  $T$ .

Das Prinzip wird für ideale Interpolatoren verwendet. Dazu werden  $\sin x/x$ -Funktionen mit dem jeweiligen Abtastwert bewertet und um einen Zeitabschnitt  $T$  verschoben, der sich aus dem Abstand von Maximum zum ersten Nulldurchgang der  $\sin x/x$ -Funktion ergibt. Die Superposition aller dieser  $\sin x/x$ -Funktionen ergibt die interpolierte Zeitfunktion. Der Verlauf der auf diese Weise rekonstruierten kontinuierlichen Zeitfunktion stimmt an den Nulldurchgängen der Spaltfunktionen mit den Abtastwerten exakt überein. Diese Bedingung ist als Interpolationsbedingung bekannt.

Als Zeitauflösung wird eben dieser Abstand von Maximum zum ersten Nulldurchgang bzw. der Abstand der Nulldurchgänge der  $\sin x/x$ -Funktion bezeichnet. Es ist leicht einzusehen, daß die Zeitauflösung gleich der Abtastperiode ist, wenn als Interpolationsfilter ein Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz  $f_g$  gleich der halben Abtastfrequenz  $f_a$ , also ein Allpaß gewählt wird. Das Produkt aus Bandbreite und Zeitauflösung beträgt in diesem Fall  $B \cdot T = f_a \cdot \frac{1}{2} f_a = 0,5$ . Bei einer bestimmten Bandbreite kann die damit gegebene Zeitauflösung nicht unterschritten werden. Dies wird in Analogie zu einem ähnlichen, aus der Physik bekannten Sachverhalt als Heisenberg-Grenze bezeichnet. Teilband- und/oder Transformationsverfahren zur spektralen Zerlegung finden sich in fast allen heute bekannten Codern. Beide sind für eine gehörgerechte Repräsentation im Frequenz- und Zeitbereich ungeeignet. Speziell muß ein Meßverfahren, das beansprucht, die Qualität heutiger Codiervorgänge beurteilen zu können, sicher bereits hinsichtlich der Frequenzanalyse genauer arbeiten; erst dann ist die Genauigkeit, mit der hierüber die Mithörschwellen bestimmt werden höher, als in den zu beurteilenden Coder-Decoder-Kombinationen.

Die Nachteile herkömmlicher, heute fast ausschließlich angewendeter Verfahren zur gehörrichtigen Frequenzanalyse seien in zusammengefaßter Form verdeutlicht:

- Teilbandverfahren arbeiten zwar an der Heisenberg-Grenze; die Frequenzgruppenbreiten werden jedoch nur grob getroffen.
- Transformationsverfahren sind zwar in der Lage, die Frequenzgruppenbreiten im Prinzip beliebig genau nachzubilden, die Zeitauflösung ist jedoch bei weitem zu grob, darüber hinaus konstant und somit nicht gehöradäquat.
- Hybride Frequenzanalysen nähern sich der geforderten Zeit-/Frequenzauflösung des Gehörs zwar besser, eine exakte Nachbildung ist aber auch hiermit prinzipiell nicht möglich.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Frequenzanalyseverfahren zu schaffen, das die Eigenschaften des menschlichen Ohres nicht nur im Frequenzsondern gleichzeitig auch im Zeitbereich nachbildet. Diese Aufgabe wird durch ein Frequenzanalyseverfahren gemäß Anspruch 1 gelöst.

Gemäß der Erfindung werden bei einem Frequenzanalyseverfahren der eingangs genannten Art aus einem zeitlich in Form von Abtastwerten vorliegenden Eingangssignal mittels Fensterfunktionen überlappend aufeinanderfolgende Blöcke von Abtastwerten entnommen, worauf die so mit den Fensterfunktionen bewerteten Blöcke zur Erzeugung eines Satzes von Koeffizienten Fourier-transformiert werden, wobei aber jeweils ein solcher Block des Eingangssignales mit einem Satz von unterschiedlichen, symmetrischen Fensterfunktionen gleicher Länge zur Erzeugung eines Satzes von mit den jeweiligen Fensterfunktionen gewichteten Blöcken von Abtastwerten bewertet wird. Die Fourier-Transformierten der Fensterfunktionen besitzen, bedingt durch die unterschiedlichen Fensterfunktionen, auch unterschiedliche Bandbreiten. Zu jedem der zeitgleich erzeugten Blöcke von gefensterten Abtastwerten läßt sich über eine eigene Fourier-Transformation mindestens ein Koeffizient berechnen, dem die Bandbreite der Fourier-Transformierten dieser Fensterfunktion zugeordnet ist, wobei die Koeffizienten so gewählt werden, daß die ihnen zugeordneten Frequenzbänder, bezogen auf ihre Bandbreite, sich nur geringfügig überlappen oder beabstandet sind. Mit anderen Worten schließen die den Koeffizienten zugeordneten Frequenzbänder im wesentlichen lückenlos und überdeckungsfrei aneinander an.

Ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Frequenzanalyseverfahrens wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die beiliegenden Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 eine Darstellung zur Verdeutlichung, daß die Erzeugung einer auf  $F_g$  bandbegrenzten Funktion  $f(t)$  durch Überlagerung von mit dem jeweiligen Abtastwert bewerteten  $\sin x/x$ -Funktionen möglich ist;

Fig. 2 den Zusammenhang zwischen der Frequenzgruppe  $\Delta F_g$  in Abhängigkeit von der Mittenfrequenz  $f_m$ ;

Fig. 3 den Zusammenhang zwischen einer Frequenzachse in Hertz als Ordinate und einer Frequenzachse in BARK als Abszisse;

Fig. 4 und 5 Frequenz- und Zeitdarstellungen zur Verdeutlichung des Ähnlichkeitssatzes der Fourier-Transformation zur Verdeutlichung, daß zu einer Verbreiterung der Bandbreite eines Spektralkoeffizienten eine Verschmälerung der Fensterfunktion im Zeitbereich nötig ist;

Fig. 6 ein Beispiel für eine Fourier-Transformierte einer Fensterfunktion, welche die Energieerhaltung gewährleistet;

Fig. 7 ein Beispiel für eine Fourier-Transformierte, die eine feinere Zeitauflösung, jedoch nur eine reduzierte Frequenzauflösung besitzt;

Fig. 8 ein Flußdiagramm eines BARK-Generators zur Ermittlung von Fensterfunktionen im Zeitbereich, die frequenzgruppenbreite Spektralkoeffizienten erzeugen;

Fig. 9 eine Darstellung zur Beurteilung eines BARK-Generatorentwurfes;

Fig. 10 eine Darstellung des Iterationsergebnisses des BARK-Generators in Abhängigkeit von der Rasterweite;

Fig. 11 eine Darstellung des Quotienten aus der Anzahl unterschiedlicher Frequenzgruppen und der Gesamtzahl der Bänder in Abhängigkeit von der Rasterzahl;

Fig. 12 ein Blockdiagramm einer Vorrichtung zur Durchführung der BARK-Transformation auf der Grundlage einer 512-Punkte-FFT;

Fig. 13 ein rekursives Filter erster Ordnung zur Bildung des Goertzel-Algorithmus;

Fig. 14 ein rekursives Filter zweiter Ordnung zur Bildung eines Goertzel-Algorithmus zweiten Grades;

Fig. 15 eine transponierte Struktur eines Filters zur Bildung eines Goertzel-Algorithmus zweiten Grades;

Fig. 16 eine bevorzugte Ausführungsform eines rekursiven Filters zur Bildung des Goertzel-Algorithmus zweiten Grades als Vorrichtung zur Berechnung eines Koeffizienten der BARK-Transformation;

Fig. 17 eine Darstellung zum Vergleich des Rechenaufwandes für einen komplexen Spektralkoeffizienten bei Verwendung einer schnellen Fourier-Transformation gegenüber dem Goertzel-Algorithmus, aufgetragen über verschiedene Transformationslängen  $N$ ;

Fig. 18 eine Darstellung der Anzahl GA der Goertzel-Algorithmen, die innerhalb des Rechenzeitbedarfs für eine schnell Fourier-Transformation auf einem Signalprozessor gerechnet werden können, aufgetragen über verschiedene Transformationslängen  $N$ ;

Fig. 19 eine Darstellung der Betragübertragungsfunktion der Einzelfilter einer BARK-Transformation; und

Fig. 20 eine Darstellung des Frequenzganges als Summe der Amplitudenübertragungsfunktionen.

Transformationsverfahren lassen sich offensichtlich mit deutlich weniger Aufwand als Filterbänke realisieren. Auf der anderen Seite sind sie aber nur dann mit Erfolg einsetzbar, wenn auf der spektralen Achse (der Frequenzachse in Hertz) lediglich äquidistant angeordnete Repräsentanten benötigt werden. Eine nicht äquidistante Anordnung auf der spektralen Achse über eine Gruppierung herzustellen, führt zu einer Realisierung, die von vorne herein nicht gehörig ist, weil sie nicht entlang der Heisenberg-Grenze arbeitet.

Der Zusammenhang zwischen einer Frequenzachse in Hertz und einer Frequenzachse in BARK ist aber — jedenfalls für niedrige Frequenzen — näherungsweise linear. Fig. 2 [Zwicker, E.; Feldtkeller, R.: Das Ohr als Nachrichtenempfänger, 2. Aufl., Hirzel Verlag, Stuttgart 1967] läßt dies bereits erkennen. Deutlicher wird der lineare Zusammenhang, wenn man die Frequenz in Hertz über der Tonheit in BARK aufträgt, wie Zwicker dies in Fig. 3 getan hat [Zwicker, E.; Feldtkeller, R.: Das Ohr als Nachrichtenempfänger, 2. Aufl., Hirzel Verlag, Stuttgart 1967]. Dann ist erkennbar, daß der Zusammenhang zwischen einer Frequenzachse  $f$  in Hertz (Ordinate) und einer Frequenzachse  $z$  in BARK (Abszisse) zumindest im unteren Frequenzbereich bis etwa 5 BARK linear ist; das bedeutet, das hier die Teilbänder gleich breit sind. Im Bereich von 0 Hz bis etwa 500 Hz kann also in guter Näherung von einem linearen Zusammenhang gesprochen werden. In diesem Bereich läßt sich daher für jede Mittenfrequenz in etwa die gleiche Frequenzgruppenbreite von 100 Hz angeben. Hier wird zunächst eine Fourier-Transformation vom Zeitbereich in den Frequenzbereich eingesetzt. Sie kann hier ohne die übliche

Gruppierung von Spektralwerten, d. h. mit einem idealen Produkt von Bandbreite und Zeitauflösung verwendet werden. Man gewinnt dabei den Vorteil, zumindest die ersten fünf Spektralkoeffizienten gemeinsam in einem Ablauf (z. B. in einer schnellen Diskreten Fourier-Transformation) berechnen zu können. Üblicherweise ergeben sich bei der Abbildung einer Frequenzachse von 0 Hz bis etwa 22 kHz auf eine BARK-Achse etwa 25 Spektrallinien. Sie können als Repräsentanten für die frequenzgruppenbreiten Bänder angesehen werden. Die Berechnung der ersten fünf Spektrallinien mittels einer Fourier-Transformation hat mit einer Schrittweite auf der Frequenzachse zu erfolgen, die der in diesem Bereich annähernd konstanten Frequenzgruppenbreite, also etwa 100 Hz, entspricht. Bei einer Abtastfrequenz von beispielsweise 48 kHz muß demnach mit einer 480-Punkte Fourier-Transformation gerechnet werden. Von den 240 Spektrallinien können dann schon die ersten 5 verwendet werden, die restlichen 235 Spektrallinien müssen verworfen werden, da sie zu höheren Frequenzen hin keine Frequenzgruppenbreite mehr repräsentieren (ihre Bandbreiten sind dafür zu schmal). Für den geforderten Entwurf entlang der Heisenberg-Grenze sind wegen der Reziprozität von Bandbreite und Zeitauflösung  $B \cdot T = 0,5$  zur Erzielung breiterer Bänder entsprechend schmalere Fenster im Zeitbereich für weitere, getrennt zu berechnende Fourier-Transformationen zu wählen; diese ergeben dann — wie gewünscht — auch eine bessere Zeitauflösung.

Der Ähnlichkeitssatz der Fourier-Transformation besagt, daß zu einer "Dehnung" der Bandbreite eines Spektralkoeffizienten eine "Stauchung" der Fensterfunktion im Zeitbereich nötig ist. Zeitauflösung  $T$  und Bandbreite  $B$  verhalten sich in reziproker Weise zueinander. Diese Reziprozität wird mittels der in Fig. 4 und Fig. 5 veranschaulichten Korrespondenzen der Fourier-Transformation gezeigt. Zur Erzielung einer höheren Bandbreite muß demnach die Fensterfunktion im Zeitbereich gestaucht werden; seine Zeitauflösung wird damit besser. Der dem erfindungsgemäßen Frequenzanalyseverfahren zugrunde liegende Gedanke ist es also, die Ordnung der Fourier-Transformation (die Anzahl der Koeffizienten) beizubehalten, gleichzeitig aber dafür zu sorgen, daß die höheren Spektrallinien Repräsentanten für breitere Bänder darstellen. Auf diese Weise erreicht man auch gleiche Steilheiten für die Filterflanken. Dies ist die Voraussetzung für ein konstantes Gesamtübertragungsverhalten für den Betragsfrequenzgang, das für den Einsatz in Meßverfahren, insbesondere aber auch in Codierverfahren, gefordert werden muß.

Mit einer BARK-Transformation wird eine hörgerechte Transformation vom Zeitbereich in den Frequenzbereich bezeichnet, wobei eine äquidistante Darstellung der Spektralkoeffizienten auf einer BARK-Achse (und nicht auf einer Hertz-Achse) erreicht wird. Die hier entwickelte BARK-Transformation unterscheidet sich von anderen (meist nur gehörangepaßten) Abbildungen auf die BARK-Achse dadurch, daß sie entlang der Heisenberg-Grenze und damit hörrichtig arbeitet.

Eine Fourier-Transformation, die größere — 6 dB-Bandbreiten liefert, als es dem Abstand  $\Delta f$  der Spektrallinien entspricht, ist im herkömmlichen Sinne natürlich unbrauchbar (Fig. 6).

Normalerweise ist die Bandbreite  $B_n$  aller Spektralkoeffizienten der Fourier-Transformation durch die Ordnung  $N$  und die Abtastfrequenz  $f_a$  vorgeschrieben:  $B_n = f_a/N$ . Die Betragsübertragungsfunktionen schneiden sich dann in  $|H(f)| = 0,5$ , d. h. an den — 6 dB-Punkten (Fig. 7). Dennoch können von einer nach Fig. 6 modifizierten Fourier-Transformation nur die Linien für die BARK-Transformation verwendet werden, deren Bandbreiten bzw. Mittenfrequenzen in das von Zwicker für die Frequenzgruppenbreiten gegebene Schema passen. Durch die — zumindest innerhalb eines Rasters — freie Wahl der Bandbreite jedes Koeffizienten erübrigt sich eine Gruppierung von einigen Koeffizienten zu einer Frequenzgruppe mit all ihren Nachteilen, wie sie bei herkömmlichen gehörangepaßten Transformationsverfahren nötig ist. Weil das Frequenzraster für jede neu zu suchende Linie einer BARK-Transformation beibehalten wird, lassen sich nun Bänder aneinanderreihen, deren Breite in beliebig guter Näherung der angestrebten Abbildung auf die BARK-Achse entspricht. Ein Entwurf entlang der Heisenberg-Grenze ist dabei gewährleistet. Die Staffellung ist deshalb "lückenlos" möglich, weil Bandbreiten gewählt werden, die genau in das durch die Länge der Fourier-Transformation gegebene  $\Delta f$ -Raster passen. Die Summe aller Amplitudenübertragungsfunktionen bleibt dabei dennoch konstant: die Flankensteilheit der bei der Staffellung entstehenden Bandfilter ist nur von der Anzahl der Filterkoeffizienten (der Fensterlänge), nicht aber von der Bandbreite abhängig. Diese Anzahl ist aber konstant, sie entspricht normalerweise (d. h. ohne Polyphasenaddition) der Länge der Fourier-Transformation. Weil alle Flanken die gleiche Steilheit aufweisen, treten unerwünschte Schwankungen im Gesamtübertragungsverhalten (Summenfrequenzgang) hier nicht auf.

Die in Form von Abtastwerten vorliegenden Fensterfunktionen müssen nicht notwendigerweise die gleiche Anzahl von Abtastwerten aufweisen, die der Länge der auf die Fensterung folgenden Fourier-Transformation entspricht. Vielmehr kann durch eine Verlängerung der Fensterfunktion über die Transformationslänge hinaus eine Verbesserung der Flankensteilheit der Einzelfilter erreicht werden. Das Additionstheorem der Fourier-Transformation erlaubt es, auch längere Sequenzen als durch die Transformationslänge gegeben in den Frequenzbereich zu transformieren. Hierzu wird eine Anzahl von aufeinanderfolgenden Teilblöcken aus dem bereits gefensterten längeren Eingangsbereich von Abtastwerten gebildet, nach dem Prinzip der Superposition addiert und gemeinsam in den Frequenzbereich transformiert. Dieses Prinzip ist auch als Polyphasen-Filterung bekannt [Chrochiere, R.E.; Rabiner L.: Multirate Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1983]. Durch die Polyphasenfilterung wird insbesondere die Zeitauflösung nicht berührt, da die dem Filterentwurf zugrunde liegende Spaltfunktion die gleiche bleibt.

Die Erfindung liefert ferner ein als BARK-Generator bezeichnetes Iterationsverfahren, das nunmehr erläutert wird. Die Staffellung der Bänder wird nach Vorgabe einiger Parameter einem Rechenautomaten überlassen. Diese Staffellung liefert für jede Frequenzgruppe einen Satz von Filterkoeffizienten für das Zeitfenster einer schnellen Fourier-Transformation. Es hat sich als günstig erwiesen, die Staffellung ab der halben Abtastfrequenz (d. h. der höchsten vorkommenden Signalfrequenz) zu tieferen Frequenzen hin und nicht umgekehrt vorzunehmen. (Eine Staffellung ab der niedrigsten im Signal vorkommenden Frequenz ist natürlich auch möglich). Die Staffellung gewährleistet nicht von vorne herein, daß am Ende die untere Grenzfrequenz der untersten Fre-

quenzgruppe mit 0 Hz zusammenfällt. Brauchbar sind aber auch Iterationen, die untere Grenzfrequenzen für das unterste Band bis hinauf zu etwa 50 Hz liefern. Ein möglicherweise im Signal enthaltener, normalerweise unhörbarer Gleichanteil wird dadurch in die Messung stark gedämpft eingehen. Audiosignale reichen nicht bis zu einer Frequenz bis 0 Hertz hinab. Im Verlauf der Iteration werden also weitere Bänder unter die bereits ermittelten gestaffelt. Die Bandgrenzen der frequenzgruppenbreiten Bänder, aber auch deren Mittenfrequenzen fallen dabei auf ein vorzugebendes Raster. 5

Bei der Suche nach den Koeffizientensätzen für weitere Fensterfunktionen wird nach dem in Fig. 8 dargestellten Flußdiagramm vorgegangen (CBW = Frequenzgruppenbreite nach Zwicker).

- Die obere Bandgrenze ist bekannt. Sie ergibt sich aus der unteren Bandgrenze des bereits als passend ermittelten Zeitfensters für die vorherige, höhere Frequenzgruppe, wobei 6 dB-Bandbreiten zugrunde gelegt werden; bei Iterationsbeginn wird die obere Grenzfrequenz auf die halbe Abtastfrequenz als Startwert gesetzt. 10
- Die Mittenfrequenz des als nächstes zu suchenden Bandes wird nun solange auf dem Raster verschoben, das sich durch die Abtastfrequenz und die Ordnung der Fourier-Transformation ergibt, bis aus dem Ensemble von möglichen Bandbreiten eine gefunden wird, die der Frequenzgruppenbreite von Zwicker am nächsten kommt. Ist das verwendete Frequenzraster nur fein genug, so wird auch die Genauigkeit, mit der eine Frequenzgruppenbreite getroffen wird, beliebig gut sein. 15
- Aus der gefundenen Bandbreite ergibt sich der Koeffizientensatz für eine der Fensterfunktionen und damit die Zeitauflösung dieses Fensters gemäß der Heisenberg-Grenze, d. h. die Anforderung im Frequenzbereich bestimmt dabei den Verlauf der Fensterfunktion im Zeitbereich. Hier wird das Filterentwurfsverfahren nach Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik, 9. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, 1989, eingesetzt. 20
- Die untere Grenzfrequenz des gefundenen Bandes bildet die obere Grenzfrequenz des als nächstes zu ermittelnden Bandes. Wird im Verlauf der Iteration die Mittenfrequenz negativ, so ist das Abbruchkriterium erreicht. 25

Es ist überraschend, daß bei der Untereinanderstaffelung der frequenzgruppenbreiten Bänder weit weniger als 25 unterschiedliche Zeitfenster nötig sind. Dies ist einerseits auf die nahezu konstante Frequenzgruppenbreite zu tiefen Frequenzen bis etwa 5 BARK zurückzuführen (vgl. Fig. 3); andererseits ist aber auch entscheidend, daß durch die Vorgabe eines Frequenzrasters eben nur diskrete Mittenfrequenzen bzw. Bandgrenzen erlaubt sind. Wie Fig. 9 zeigt, können bereits bei einer Diskretisierung auf 512 Frequenzen bis zur halben Abtastfrequenz die 25 frequenzgruppenbreiten Bänder ausreichend genau mit nur 14 verschiedenen Fensterfunktionen nachgebildet werden: Die Beurteilung des BARK-Generator-Entwurfs ist sofort graphisch am Bildschirm möglich. Die Abweichung der Bandbreiten von den Frequenzgruppenbreiten nach Zwicker ist bereits bei einem relativ groben Frequenzraster von 512 diskreten Frequenzen ausreichend klein (Beispiel in Fig. 9 für 44,1 kHz Abtastfrequenz). 30 35

Der BARK-Generator leistet die folgenden Aufgaben:

- Der Entwurf ist prinzipiell für jede Abtastfrequenz möglich, speziell aber für die gängigen Abtastfrequenzen 44,1 kHz, 48 kHz und 32 kHz; eine Abtastfrequenz von 44,1 kHz ist für Compact-Disc Musikmaterial üblich; Abtastfrequenzen von 32 kHz und 48 kHz findet man bei DAT-Medien (Digital Audio Tape). 40
- Untereinanderstaffelung von frequenzgruppenbreiten Bändern. Die Genauigkeit, mit der der Entwurf den Frequenzgruppenbreiten von Zwicker entspricht, läßt sich durch die Vorgabe eines Rasters steuern.
- Zu Versuchszwecken lassen sich auch Bandbreiten für die Teilfilter einstellen, die Bruchteilen von einem BARK entsprechen: dies eröffnet die Möglichkeit, das Tonhöhenauflösungsvermögen des menschlichen Ohres von etwa 1/27 BARK nachzubilden. 45
- Berechnung und Ausgabe der Sätze von Filterkoeffizienten für die benötigten Fenster unter Berücksichtigung der Polyphasenaddition in verschiedenen Ausgabeformaten. Eine der Ausgabemöglichkeiten ist eine Konstantentabelle, die sofort als Quelltext in ein Programm zur BARK-Transformation eingebunden werden kann. Die Bezeichnung BARK-Generator ist damit gerechtfertigt. 50
- Bandbreite und Zeitauflösung der Fensterfunktionen ergeben (ähnlich wie bei der trivialen Bandfilter-Kaskade) immer einen Entwurf entlang der Heisenberg-Grenze.
- Eine visuelle Beurteilung der Iterationsergebnisse ist sofort durch die eingebundene Graphikausgabe möglich. Eventuelle Modifikationen können interaktiv erfolgen. 55

Wie Fig. 10 zeigt, läuft die Iteration nicht für beliebige Frequenzraster, sondern nur bei einigen ausgezeichneten Rasterweiten erfolgreich ab. Die Iteration kann immer dann als erfolgreich gelten, wenn die untere Grenzfrequenz des untersten Bandes im Bereich von etwa 0 bis 50 Hz liegt. Es ist günstig, einen im Signal möglicherweise enthaltenen Gleichanteil, der ja normalerweise unhörbar ist, auch in die Messung stark gedämpft eingehen zu lassen. Der Durchlaßbereich der untersten Frequenzgruppe muß daher nicht unbedingt bis 0 Hz hinabreichen. Die Gesamtzahl der Bänder, in die der Frequenzbereich von z. B. 0 bis 22,05 kHz unterteilt wird, nähert sich mit zunehmender Rasterzahl (d. h. mit feiner werdendem Frequenzraster) der Frequenzgruppenzahl von 25. Diese Anzahl ist für die in diesem Beispiel gewählte Abtastfrequenz richtig. 60

Fig. 10 zeigt auch, daß die Anzahl unterschiedlicher Fensterfunktionen dabei immer unterhalb der gesamten Anzahl von Frequenzgruppen bleibt. Hierin liegt ein wesentlicher Vorteil des BARK-Generators: Es sind — für alle praktisch relevanten Fälle — weniger Bewertungen des Eingangsvektors des Zeitsignals mit einer Fensterfunktion nötig als durch die Transformation frequenzgruppenbreite Bänder erzeugt werden. Bildet man den 65

Quotienten aus der Anzahl unterschiedlicher Frequenzgruppen und der Anzahl der Bänder, so ergibt sich für eine Rasterzahl von etwa 512 ein Minimum (Fig. 11).

Hier arbeitet die BARK-Transformation am ökonomischsten: Im Verhältnis wird die geringste Anzahl unterschiedlicher Bänder benötigt. Noch kleinere Rasterzahlen sind zwar möglich, führen in diesem Beispiel aber zu Abweichungen von der Frequenzgruppenbreite nach Zwicker, die nicht mehr befriedigen.

#### Maßnahmen zur Reduktion des Rechenaufwandes

Der Rechenaufwand zur Ermittlung einer vollständigen BARK-Transformation ist noch relativ groß, da für jedes unterschiedliche Fenster eine neue Diskrete-Fourier-Transformation gerechnet werden muß. Diese Vorgehensweise geht mit einem meist nur begrenzt zur Verfügung stehenden Potential an Rechenleistung offensichtlich sehr unökonomisch um, da die meisten der berechneten Fourier-Koeffizienten verworfen werden; nur sehr wenige Koeffizienten (in vielen Fällen sogar nur ein einziger) werden für die BARK-Transformation weiterverwendet.

Wie in Fig. 12 angegeben, kann eine BARK-Transformation, deren Grundlage eine 512-Punkte FFT bildet, bereits mit nur 11 unterschiedlichen Teilfenstern berechnet werden. Bei der Berechnung der Koeffizienten für die 25 Frequenzgruppenbreiten Teilfilter über eine schnelle Fourier-Transformation (FFT) müssen aber 99,56% aller FFT-Koeffizienten verworfen werden, nur 25 aus 5632 berechneten Koeffizienten werden tatsächlich verwendet.

Fig. 12 verdeutlicht die Verschwendung von Rechenkapazität in einem Beispiel mit 11 unterschiedlichen Fenstern und einer Rasterung auf 512 diskrete Frequenzen bis zur Abtastfrequenz: Für die untersten 10 Spektrallinien kann wegen des in diesem Frequenzbereich näherungsweise linearen Zusammenhangs zwischen Frequenzgruppenbreite und Mittenfrequenz noch ein und dasselbe Zeitfenster verwendet werden. Für die folgenden 3 Bänder (11 bis 13) wird ein neues Zeitfenster und damit eine neue gemeinsame FFT benötigt. Dies gilt auch noch für die darauffolgenden 2 Frequenzgruppen; erst ab der 16ten Frequenzgruppe aufwärts muß jeweils ein neues Zeitfenster pro Frequenzgruppe eingesetzt werden. Bei der ersten FFT werden dadurch 502 von 512 Koeffizienten verworfen, dann 509 von 512, 510 von 512 und schließlich 8 mal 511 von 512. Insgesamt werden von  $11 \cdot 512 = 5632$  Koeffizienten nur 25 verwendet. Es müssen also  $5607/25 = 224$  mal mehr komplexe Fourier-Koeffizienten berechnet werden, als dann für die BARK-Transformation gebraucht werden. Wie in Fig. 12 jedenfalls beispielhaft skizziert wird, ergäbe die Berechnung der BARK-Transformation über eine Anzahl von schnellen Fourier-Transformationen mit jeweils unterschiedlichen Zeitfenstern einen unverhältnismäßig hohen Rechenaufwand, wenn nicht eine effizientere Methode zur Berechnung einzelner Koeffizienten als die schnelle Fourier-Transformation eingesetzt würde.

Eine triviale Möglichkeit, nur einen Koeffizienten einer Fourier-Transformation zu berechnen, besteht darin, die Bestimmungsgleichung für eine diskrete Fourier-Transformation anzuwenden. Mehr Vorteile bietet aber der Einsatz des Goertzel-Algorithmus zur Berechnung einzelner Linien. Mehr Vorteile bietet aber der Einsatz des Trigonometric Series, Amer. Math. Monthly 65 (1968), S.34—35].

Ausgehend von der z-Transformation  $X(z)$  einer Sequenz  $x(n)$  von Abtastwerten der Länge  $N$

$$X(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot z^n$$

ergibt sich die Diskrete Fourier-Transformation (DFT) mit

$$z = W^k = (e^{-j2\pi/N})^k = e^{-j2\pi k/N}.$$

Über  $k$  werden diskrete Frequenzen ausgewählt.

Mit der Substitution  $z^N = W^{Nk} = e^{-j2\pi k}$  kann die DFT auch als Polynom angegeben werden. Beispielsweise ergibt sich für  $N = 4$  ein Polynom dritter Ordnung

$$X(z) = x(3) \cdot z^3 + x(2) \cdot z^2 + x(1) \cdot z + x(0).$$

Über das Horner-Schema löst man die Multiplikationen mit Potenzen von  $z$  auf

$$X(z) = ((x(3) \cdot z + x(2)) \cdot z + x(1)) \cdot z + x(0).$$

Unter Einführung einer neuen Variablen  $y(n)$  kann daraus eine lineare Differenzengleichung angegeben werden

$$y(n) = z \cdot y(n-1) + x(N-n).$$

Anfangsbedingung ist hierbei  $y(0) = 0$ . Das gesuchte Ergebnis für die Fourier-Transformierte findet man für  $n = N$

$$X(z) = y(N).$$

Die lineare Differenzengleichung kann auch als rekursives Filter erster Ordnung aufgefaßt werden. Die eingangs gemachte Substitution  $z^n = W^k$  wird hierzu wieder rückgängig gemacht.

$$y(n) = W^k \cdot y(n-1) + x(N-n); y(0) = 0.$$

Die damit gegebene Anordnung ist in Fig. 13 wiedergegeben.

Die Eingangssequenz muß allerdings in umgekehrter Reihenfolge vorliegen.

Außerdem wirkt sich nachteilig auf die Stabilität und den Rechenaufwand für das Filter aus, daß die Zustandsvariable  $y(n-1)$  über einen komplexen Koeffizienten  $W^k$  auf den Filtereingang zurückgeführt wird.

Die Anzahl der Multiplikationen und Additionen ist zwar die gleiche wie bei der direkten Berechnung der diskreten Fourier-Transformation, die Drehfaktoren müssen hier jedoch nicht explizit berechnet oder über eine Drehfaktortabelle ("twiddle table") zur Verfügung gestellt werden; durch die rekursive Berechnungsweise werden sie vielmehr in jedem Durchlauf, ausgehend von einem Anfangswert, für einen neu hinzukommenden Abtastwert der Eingangssequenz  $x(n)$  weitergedreht.

Die Anzahl der benötigten Multiplikationen läßt sich auf die Hälfte reduzieren, wenn man die Euler'sche Gleichung einsetzt

$$W^k = e^{-j2\pi/N} = \cos(2\pi k/N) - j \sin(2\pi k/N)$$

und auf eine indizierte Notation übergeht

$$y_n = W^k y_{n-1} + x_{N-n} = [\cos(2\pi k/N) - j \sin(2\pi k/N)] \cdot y_{n-1} + x_{N-n},$$

$$\text{wobei } y_{n-1} = [\cos(2\pi k/N) - j \sin(2\pi k/N)] \cdot y_{n-2} + x_{N-n+1}.$$

Nach einigen weiteren Umformungen ergibt sich schließlich für  $y_n$

$$y_n - [2 \cdot \cos(2\pi k/N)] \cdot y_{n-1} + y_{n-2} = -x_{N-n} + [\cos(2\pi k/N) + j \sin(2\pi k/N)] \cdot x_{N-n+1}.$$

Durch Vergleich mit der allgemeinen Differenzengleichung zweiter Ordnung

$$y(k+2) + c_1 \cdot y(k+1) + c_0 \cdot y(k) = b_2 \cdot x(k+2) + b_1 \cdot x(k+1) + b_0 \cdot v(k)$$

können die Filterkoeffizienten für ein rekursives Filter zweiten Grades in der ersten kanonischen Grundform angegeben werden, das sich wie in Fig. 14 gezeigt, darstellen läßt.

$$c_1 = -2 \cdot \cos(2\pi k/N); c_0 = 1$$

$$b_2 = 0; b_1 = (2\pi k/N) + j \sin(2\pi k/N); b_0 = 1.$$

In dieser Form besitzt die Gleichung reelle Koeffizienten für die Rückführung, allerdings einen komplexen Eingangskoeffizienten.

Das rekursive Filter zweiten Grades in der zweiten kanonischen Struktur kann — wie in Fig. 15 gezeigt — noch transponiert werden.

Da die Eingangsfolge rein reell ist, aber in umgekehrter Reihenfolge am Eingang anliegt, gilt für den ungeraden Anteil der Eingangsfolge

$$h_u(t) = -h(t).$$

Der ungerade Anteil  $h_u(t)$  liefert aber nur den ungeraden Imaginärteil der Fourier-Transformation; speist man die Eingangsfolge in nicht umgekehrter Reihenfolge ein, muß der Imaginärteil der Fourier-Transformierten lediglich negiert werden.

Fig. 16 zeigt die endgültige Version des Goertzel-Algorithmus. Die Eingangsfolge  $x(n)$  liegt jetzt in normaler Reihenfolge am Eingang an. Der Ausgangswert muß erst bestimmt wenn der Eingangsvektor  $x(n)$  vollständig abgearbeitet ist. Zur Berechnung einer Spektrallinie ist es vorteilhaft, zunächst alle Werte der Eingangsfolge  $x(n)$  in das Filter "hineinlaufen" zu lassen und erst dann den Ausgangswert  $y(n)$  über eine komplexe Multiplikation aus den Zustandsvariablen  $A_1$  und  $A_2$  zu berechnen.

Mit diesem wenig bekannten Algorithmus ist es also möglich, einzelne Linien einer diskreten Fourier-Transformation zu berechnen; die dabei verwendete Struktur läßt sich auch als rekursives Filter auffassen. Ein besonderer Vorteil gegenüber der FFT ist, daß hier keine Drehfaktortabelle benötigt wird. Außerdem treten innerhalb des Filters lediglich rein reelle Additionen und Multiplikationen auf. Nur am Filterausgang wird eine komplexe Multiplikation benötigt; zur Berechnung eines BARK-Koeffizienten muß diese außerdem nur einmal berechnet werden. Der Aufwand zur Berechnung eines Koeffizienten über den Goertzel-Algorithmus ist in der praktischen Realisierung auf einem modernen Einchip-Signalprozessor TMS320C30 geringer als der für eine komplette FFT. (Fig. 17 zeigt den Rechenaufwand für verschiedene Transformationslängen  $N$ ).

Fig. 18 zeigt dazu, daß innerhalb der Rechenzeit, die eine schnelle Fourier-Transformation benötigt, in vielen Fällen sogar einige Goertzel-Algorithmen gerechnet werden können. Wie aus beiden Fig. 17 und 18 hervorgeht, ist es beispielsweise bei einer Transformationslänge von  $N = 512$  günstiger, bis zu 13 Spektralkoeffizienten über den Goertzel-Algorithmus einzeln zu berechnen, als über eine schnelle Fourier-Transformation. Bei der Anwendung des Goertzel-Algorithmus in der BARK-Transformation gewinnt man daher einen ganz beträchtlichen



Geschwindigkeitsvorteil. Der Rechenaufwand für das in Fig. 12 angegebene Beispiel reduziert sich dadurch enorm; in den meisten Fällen braucht sogar nur ein Spektralkoeffizient berechnet zu werden. Die Berechnung einer schnellen Fourier-Transformation über eine Koeffizientenanzahl, die nicht einer Potenz von 2 entspricht, ist zwar möglich, führt aber im allgemeinen zu einem unverhältnismäßig höheren Aufwand aufgrund der komplizierteren Struktur der dabei einzusetzenden Verfahren.

Ein weiterer Vorteil des Goertzel-Algorithmus besteht demgegenüber darin, daß beliebige Frequenzrasterungen über dasselbe Verfahren (d. h. über das gleiche Programm) gerechnet werden können. Dazu ist lediglich die Länge des Eingangsvektors und der Winkel  $2\pi k/N$  gemäß der zu berechnenden Linie  $k$  neu vorzugeben. Obwohl der Goertzel-Algorithmus als rekursives Filter am Stabilitätsrand arbeitet, treten dennoch keine Stabilitätsprobleme (z. B. Überlauf des Rechenwerks) auf, da der Algorithmus nach der Berechnung eines jeden Koeffizienten der BARK-Transformation wieder neu aufgesetzt wird.

Für die BARK-Transformation ergibt sich somit gegenüber dem in Fig. 12 gegebenen Beispiel ein weitaus (um den Faktor 224) geringerer Gesamtaufwand zur Ermittlung des gehörrichtigen Kurzzeitspektrums: 25 Goertzel-Algorithmen zur Berechnung der komplexen BARK-Koeffizienten der 25 Teilbänder und 11 Polyphasenfenster zur Einstellung der 11 verschiedenen Bandbreiten.

Beide Teilalgorithmen erfordern im Kern ausschließlich Multiplikations-Additions-Operationen und sind daher für eine Ausführung auf einem Signalprozessor prädestiniert. Die konsequente Anwendung des Prinzips der Reziprozität und die Polyphasen-Filterung führt für zu der in Fig. 20 für eine Abtastfrequenz von  $f_a = 44,1$  kHz angegebenen Betragsübertragungsfunktionen der Einzelfilter einer BARK-Transformation, aufgetragen über einer linearen Frequenzachse normiert auf die Abtastfrequenz von  $f_a = 44,1$  kHz. Die BARK-Transformation weist ein konstantes Übertragungsverhalten im Durchlaßbereich, eine ausgezeichnete Sperrdämpfung und eine hervorragende Weitabselektion (keine Nebenmaxima) auf.

In Fig. 19 ist der Frequenzgang der Summe der Amplitudenübertragungsfunktionen angegebender BARK-Filterkaskade gegeben.

#### Besonderheiten der BARK-Transformation

Die BARK-Transformation besitzt in der hier vorgestellten Form viele ideale Eigenschaften. Die Nachteile herkömmlicher Frequenzerlegungen über Transformations- und Teilbandverfahren können damit überwunden werden. Die Hauptvorteile der BARK-Transformation sind:

- Gehörrichtige Frequenzauflösung: Die BARK-Transformation folgt dem von Zwicker ermittelten Zusammenhang für die Frequenzgruppenbreite an der jeweiligen Mittenfrequenz. Der Fehler, der durch die Vorgabe eines Frequenzrasters bei der iterativen Ermittlung der Grenzfrequenzen der frequenzgruppenbreiten Teilbänder entsteht, kann beliebig klein gehalten werden, wenn nur das Raster fein genug ist.
- Feinstmögliche Zeitauflösung: Die Impulsantwort eines (Band-)Filters kann als Fensterfunktion für eine Transformation aufgefaßt werden. Die Transformationskoeffizienten stellen im Frequenzbereich Repräsentanten für die (Fourier-)Transformierten des Fensters im Zeitbereich dar. Deshalb muß sich bei der Variation der "Bandbreite eines Koeffizienten" auch die Auflösung im Zeitbereich ändern. Bei der BARK-Transformation ist daher für jede Frequenzgruppe das Produkt aus der Bandbreite  $B$  und der Zeitauflösung  $T$  konstant und gleichzeitig minimal:  $B \cdot T = 0,5$ . Diese Grenze, die als Heisenberg-Grenze bezeichnet wird, kann von keiner anderen Frequenzanalyse unterschritten werden. Der Filterentwurf entlang der Heisenberg-Hyperbel gewährleistet, daß weder die Zeitauflösung noch die Bandbreite der Teilbänder durch die BARK-Transformation verschlechtert wird.
- Linearphasige Teilfilter: Aufgrund der Linearphasigkeit der Teilfilter und den gezeigten idealen Eigenschaften der aus der Iteration resultierenden Betragsübertragungsfunktionen kann die BARK-Transformation in dieser Form als bestens geeignet zur Nachbildung der Höreigenschaft angesehen werden, Frequenzgruppen zu bilden. Die linearphasigen Teilfilter erfordern keine Laufzeitentzerrung durch Allpässe. Da überdies die Filterlängen für alle Teilfilter gleich sind, erübrigen sich auch Laufzeitanpassungen durch Verzögerungsglieder.
- Rechteckförmige Teilbänder: Der iterative Filterentwurf über die Fenstermethode kann interaktiv an einem Rechner erfolgen. Der Entwurf gewährleistet — trotz der Beschneidung der Spaltfunktion auf eine endliche Länge — Betragsübertragungsfunktionen für die frequenzgruppenbreiten Teilbänder, die sich durch einen konstanten Durchlaßbereich und eine gute Weitabselektion wegen der fehlenden Nebenmaxima auszeichnen. Außerdem wird ein nahezu konstantes Übertragungsverhalten der gesamten Filterbank erreicht. Zu den ausgezeichneten Eigenschaften, vor allem der hohen Flankensteilheit bei relativ geringem Realisierungsaufwand gegenüber einzelnen Bandfiltern, trägt nicht zuletzt die Polyphasen-Filterung bei.
- Ökonomische Realisierung: Bei der Realisierung wird ausgenutzt, daß die Frequenzgruppenbreiten im unteren Frequenzbereich nahezu konstant sind. Es muß daher mit weit weniger Fensterfunktionen im Zeitbereich multipliziert werden, als Teilbänder nach der Transformation entstehen.

Die mit der BARK-Transformation gefundene Frequenzanalyse über nahezu rechteckförmige Teilbänder bildet den idealen Ausgangspunkt für die weitere Entwicklung eines gehörrichtigen Meßverfahrens einerseits und gehörrangepaßter Codierverfahren andererseits. Das Transformationsverfahren läßt sich darüber hinaus auch auf andere Anwendungen übertragen, bei denen einen Transformation äquidistanter Abtastwerte vom Zeitbereich in den Spektralbereich benötigt wird, wobei die Spektralkoeffizienten auf der Frequenzachse nicht-äquidistant angeordnet sind und dennoch die Heisenberg-Bedingung erfüllt bleiben soll.



**1. Frequenzanalyseverfahren**

bei dem aus einem zeitdiskret in Form von Abtastwerten vorliegenden Eingangssignal mittels Fensterfunktionen überlappend aufeinanderfolgende Blöcke von Abtastwerten entnommen werden, worauf die so mit den Fensterfunktionen bewerteten Blöcke zur Erzeugung eines Satzes von Koeffizienten furier-transformiert werden,

**dadurch gekennzeichnet,**

daß jeweils ein solcher Block des Eingangssignals mit einem Satz von unterschiedlichen, symmetrischen Fensterfunktionen gleicher Länge bewertet wird, um einen Satz von mit den jeweiligen Fensterfunktionen gewichteten Blöcken von Abtastwerten zu erzeugen, wobei sich die Fensterfunktionen durch die unterschiedlichen Bandbreiten ihrer Fourier-Transformierten voneinander unterscheiden, und daß jeder der zeitgleich erzeugten Blöcke von gefensterten Abtastwerten eines Satzes einer eigenen Fourier-Transformation unterworfen wird,

— indem zu jedem der zeitgleich erzeugten Blöcke wenigstens ein Koeffizient berechnet wird, dem die Bandbreite der Fourier-Transformierten dieser Fensterfunktion zugeordnet ist, und

— indem die Koeffizienten so gewählt werden, daß die ihnen zugeordneten Frequenzbänder sich, bezogen auf ihre Bandbreite, nur geringfügig überlappen oder nur geringfügig voneinander beabstanden sind.

**2. Frequenzanalyseverfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,** daß die Fensterfunktionen  $\sin x/x$ -Funktionen sind, deren Mulldurchgänge in Abtastzeitpunkte von Abtastwerten gelegt sind, so daß sich eine Zeitauflösung entsprechend dem gegenseitigen Abstand der Mulldurchgänge ergibt, wobei die Zeitauflösung umgekehrt proportional zur doppelten Bandbreite der Fourier-Transformierten ist.

**3. Frequenzanalyseverfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet,**

daß die Fourier-Transformation eine diskrete Schnelle Fourier-Transformation (FFT) ist, die eine der Anzahl von Eingangswerten im Zeitbereich entsprechende Anzahl von Koeffizienten im Frequenzbereich liefert, deren Abstand auf der Frequenzachse der Abtastfrequenz geteilt durch die Länge der Transformation entspricht und deren Bandbreite durch die Fensterfunktion vorgegeben ist, und

daß aus diesen Koeffizienten nur solche selektiert werden, die zusammen mit zeitparallel aus dem Satz der aus weiteren schnellen Fourier-Transformationen auf demselben Block von Abtastwerten mit unterschiedlichen Fensterfunktionen zeitparallel zur Verfügung stehenden Koeffizienten bei anderen Mittenfrequenzen sich eine Kaskade von Bandfiltern aufbauen läßt, so daß die sich ergebenden Frequenzbänder im wesentlichen lückenlos aneinander angrenzen.

**4. Frequenzanalyseverfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet,**

daß zur Verbesserung der Selektionseigenschaften der so entstehenden Kaskade von Bandfiltern die Länge der unterschiedlichen Fensterfunktionen eines Satzes auch ein Vielfaches der Transformationslänge betragen kann,

wobei vor der Transformation die Vielfachheit von Eingangswerten durch Aufteilung und additive Überlagerung (Superposition) der bereits gefensterten Eingangswerte wieder auf die Transformationslänge reduziert wird (Polyphasenaddition).

**5. Frequenzanalyseverfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet,** daß die selektierten Koeffizienten aus dem Eingangssignal mittels eines Goertzel-Algorithmus zweiter Ordnung berechnet werden.

**6. Frequenzanalyseverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, gekennzeichnet durch**

ein iteratives Verfahren zur Bestimmung der diskreten Mittenfrequenzen und Bandgrenzen zur Festlegung der Fensterfunktionen, welches folgende Schritte umfaßt:

— Setzen einer Lauf frequenzvariablen ( $f_{\text{mitte}}$ ) auf eine Startfrequenz ( $f_{\text{oben}}$ ), die auf dem durch die Länge der Fourier-Transformation gewählten Frequenzraster liegt;

— Verschieben der Lauffrequenzvariablen ( $f_{\text{mitte}}$ ) auf dem Frequenzraster um einen Schritt ( $df$ );

— Ermittlung der sich aufgrund einer gegebenen, nicht linearen Funktion der Mittenfrequenz ergebenden Bandbreite; und

— Wiederholung der Iteration solange, bis eine Bandgrenze des zu der Lauffrequenzvariablen ( $f_{\text{mitte}}$ ) gehörenden Bandes mit einer Bandgrenze eines vorher ermittelten Bandes zusammenfällt.

**7. Frequenzanalyseverfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet,** daß die gegebene, nichtlineare Funktion der Zusammenhang zwischen der Mittenfrequenz und der Frequenzgruppenbreite ist.

Hierzu 12 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

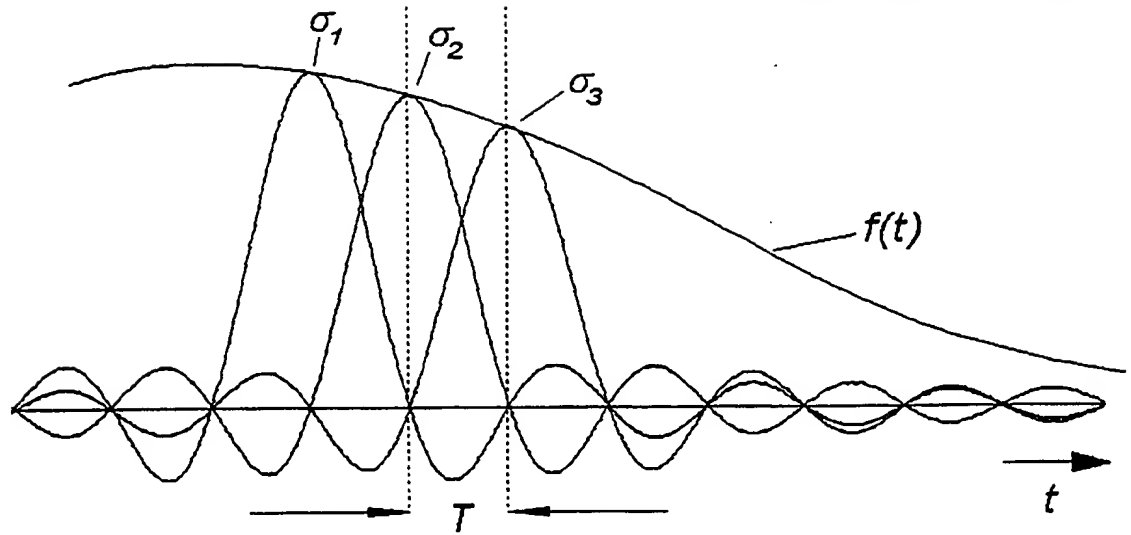


FIG. 1

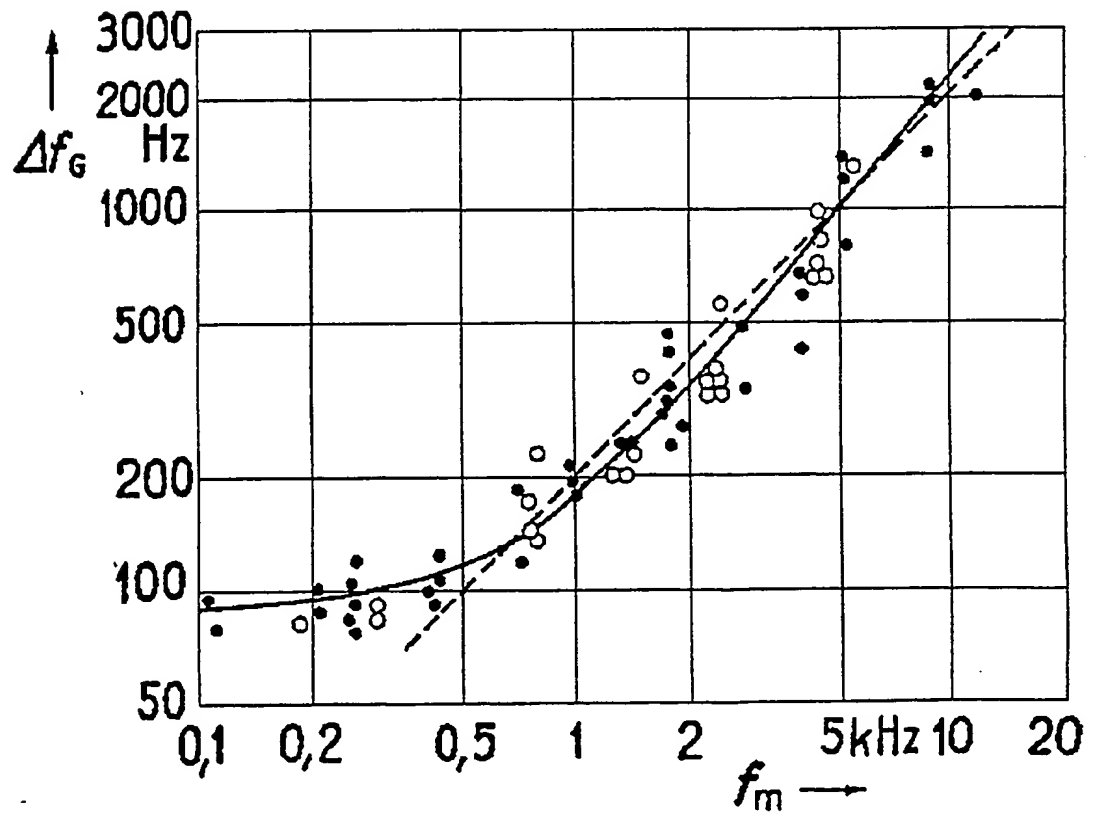


FIG. 2

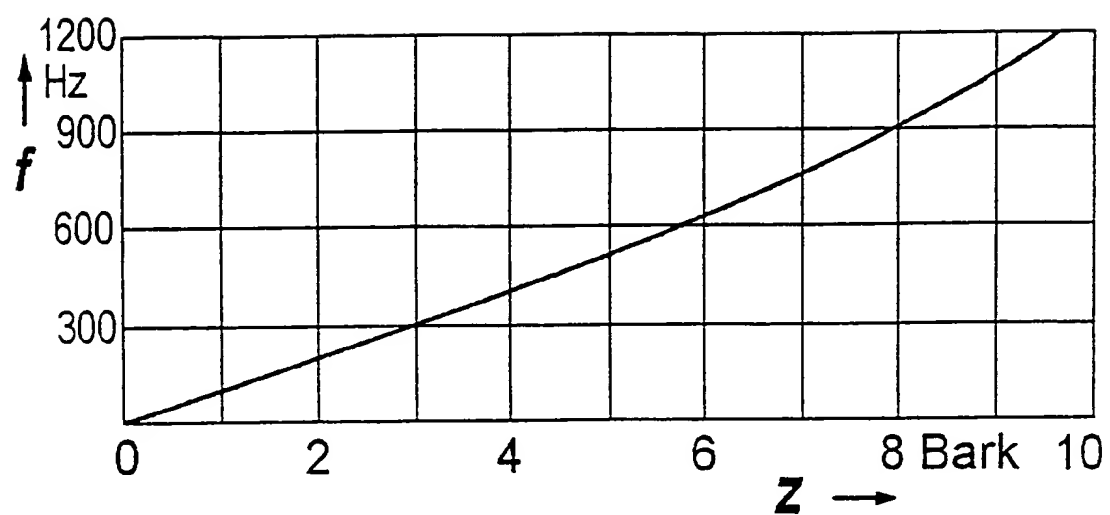


FIG. 3

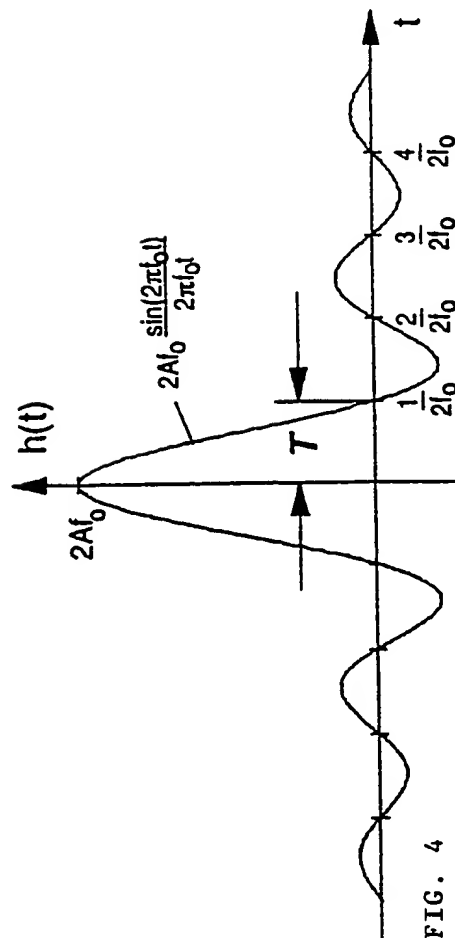
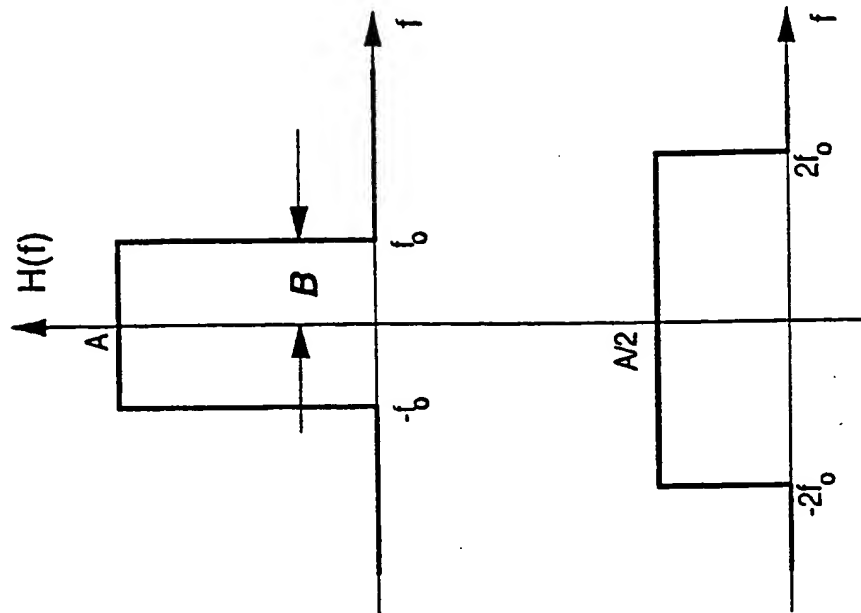


FIG. 4

FIG. 5

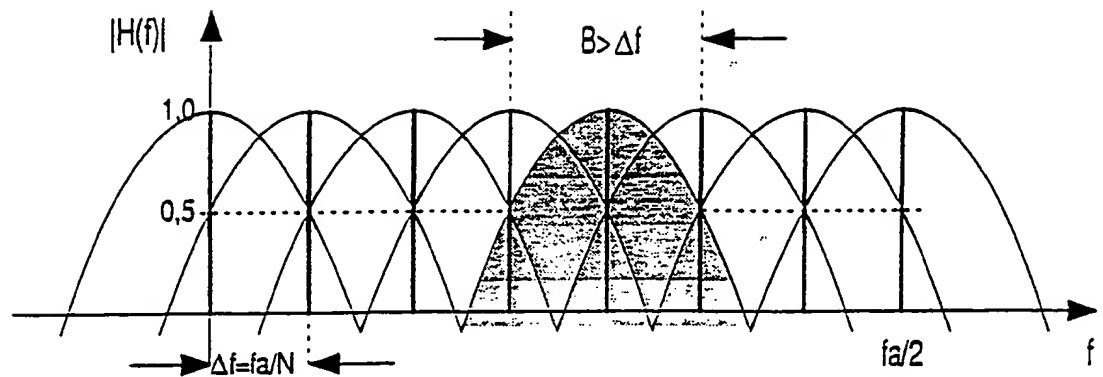


FIG. 6

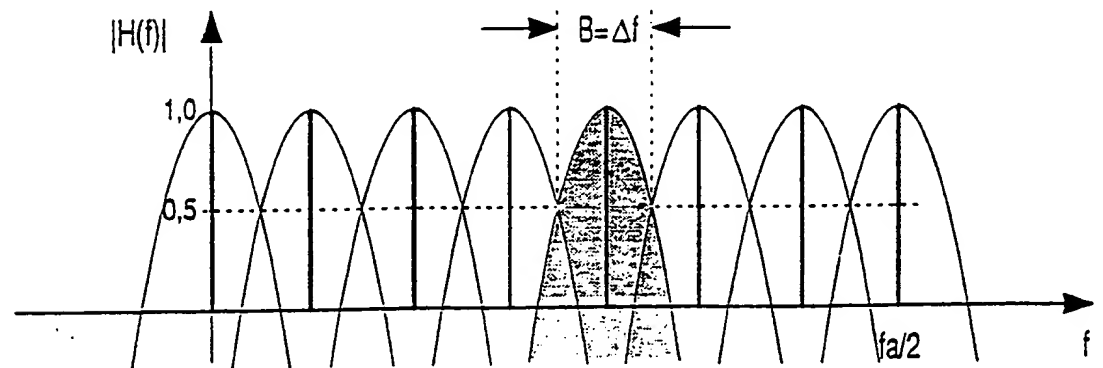


FIG. 7

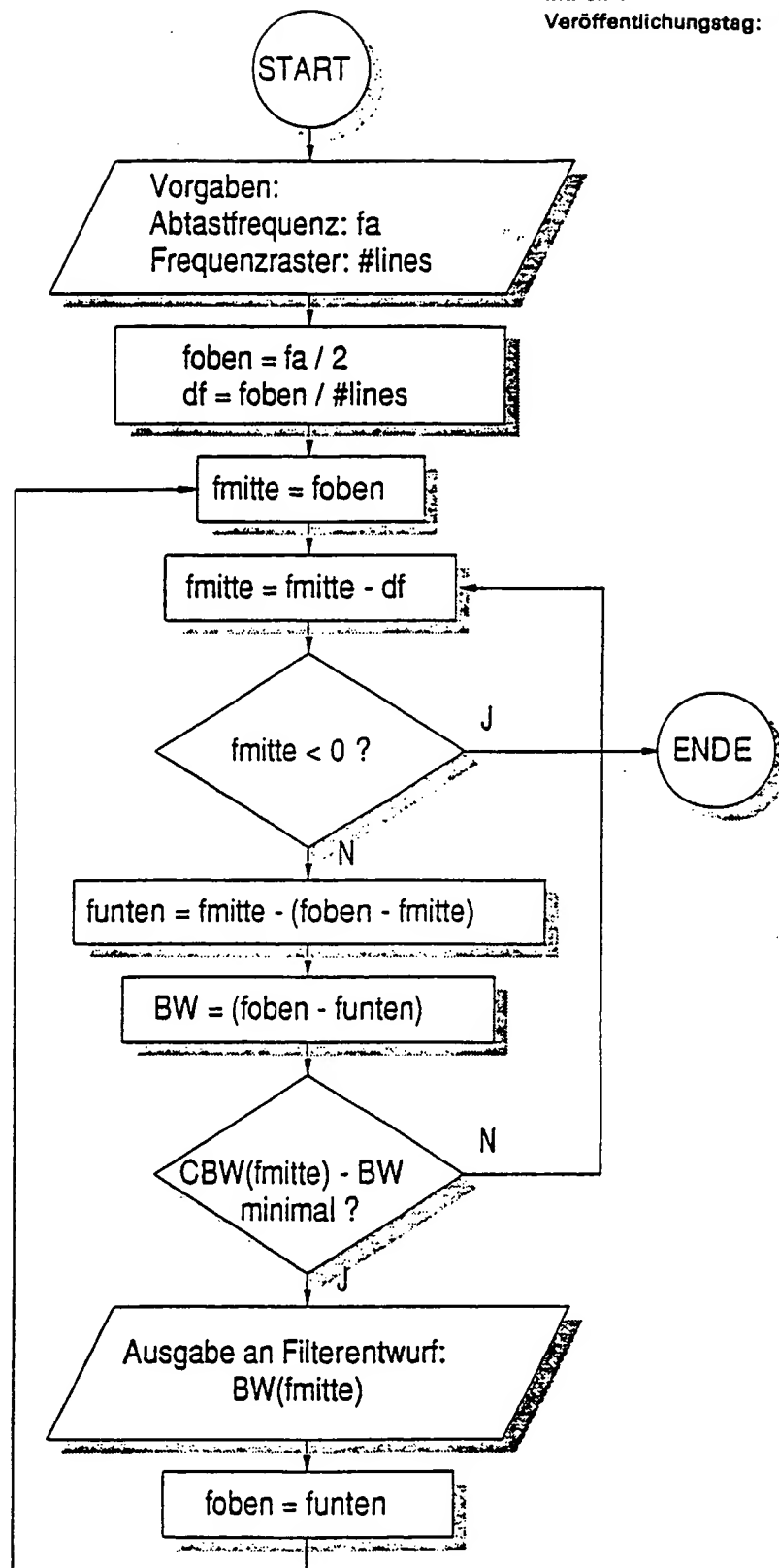


FIG. 8



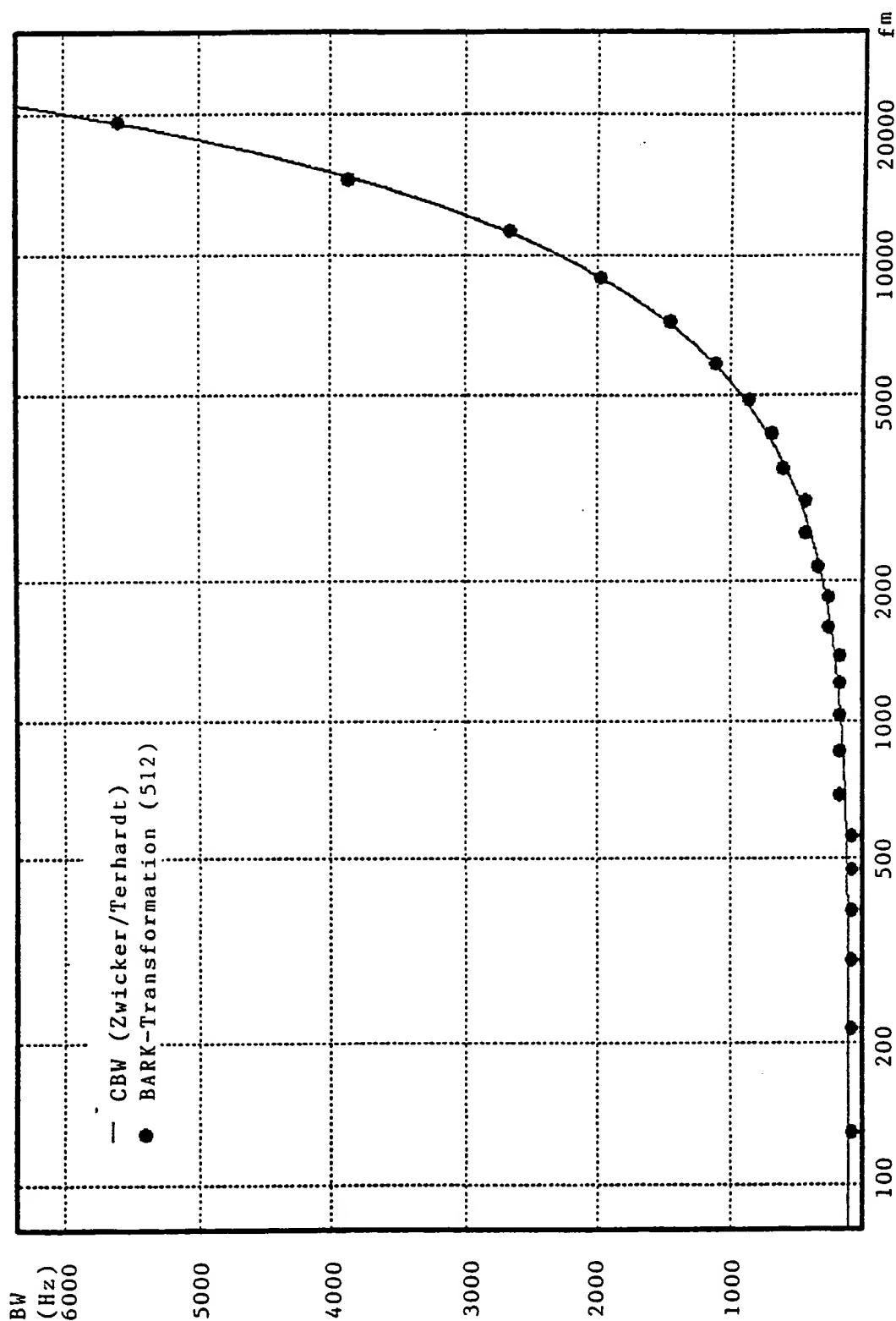


FIG. 9

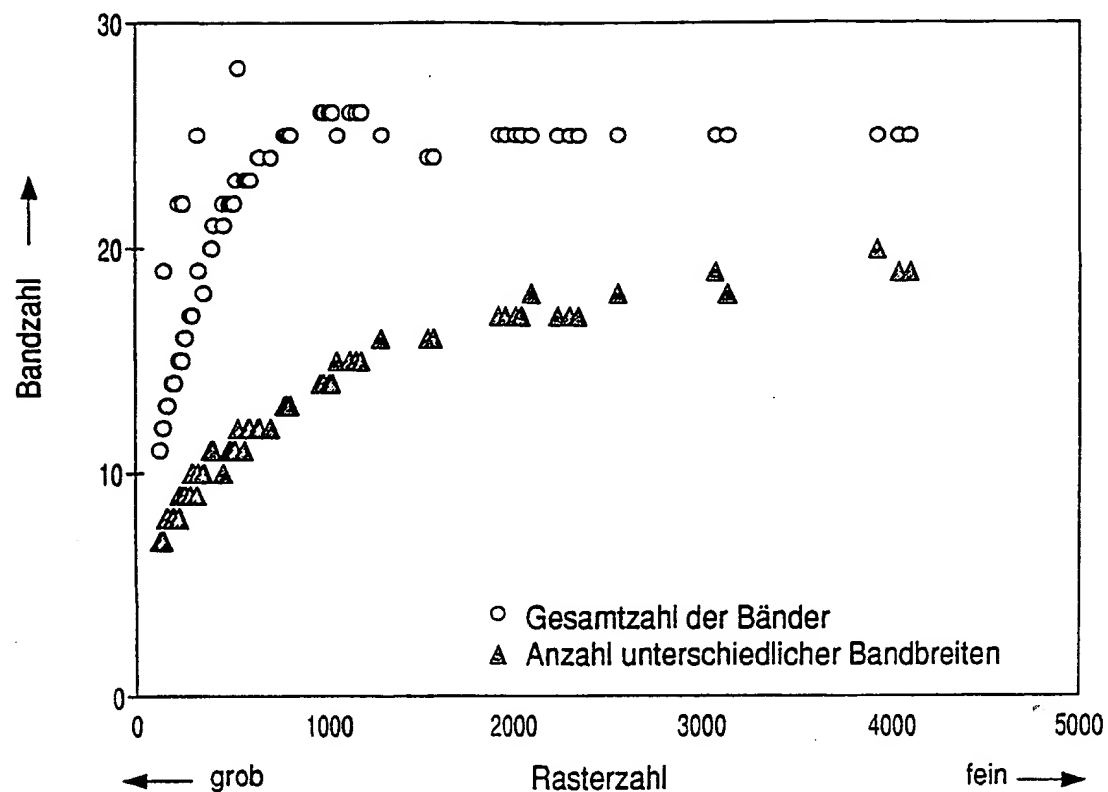


FIG. 10

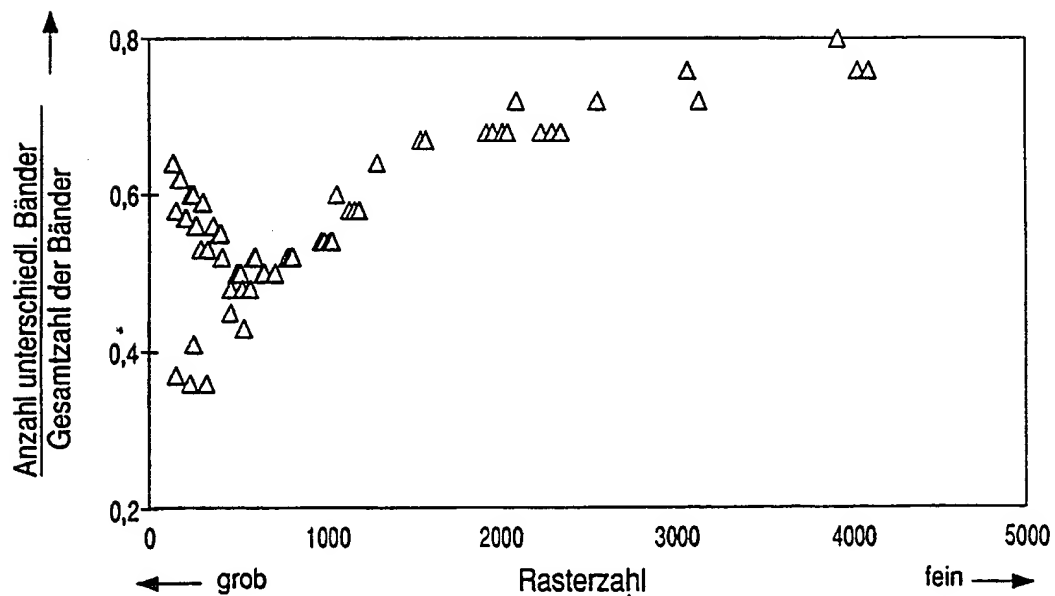


FIG. 11

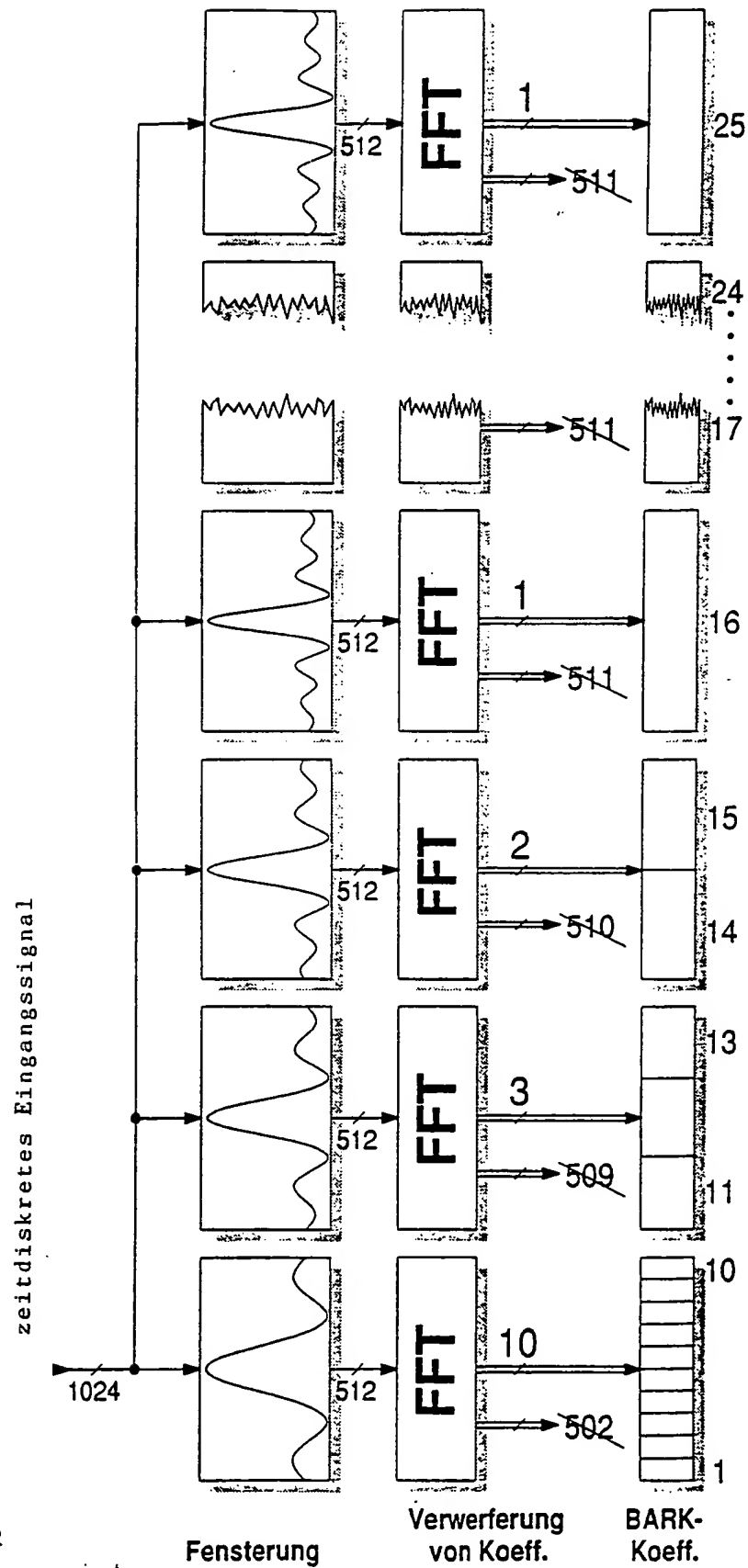


FIG. 12

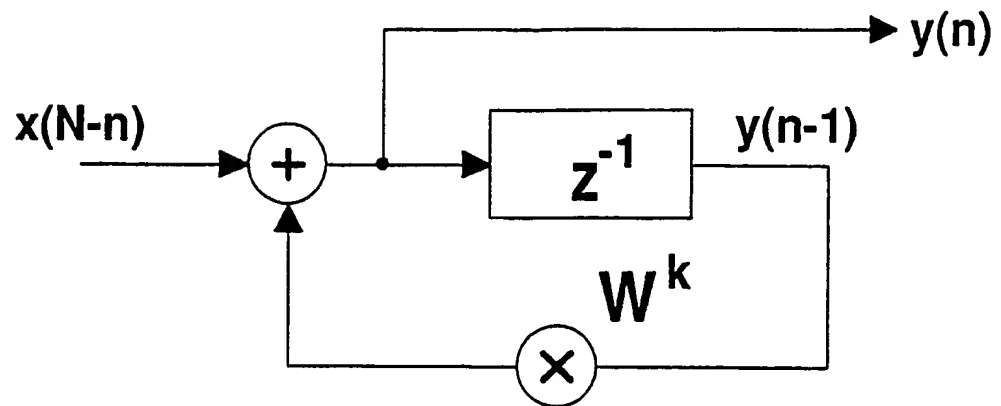


FIG. 13

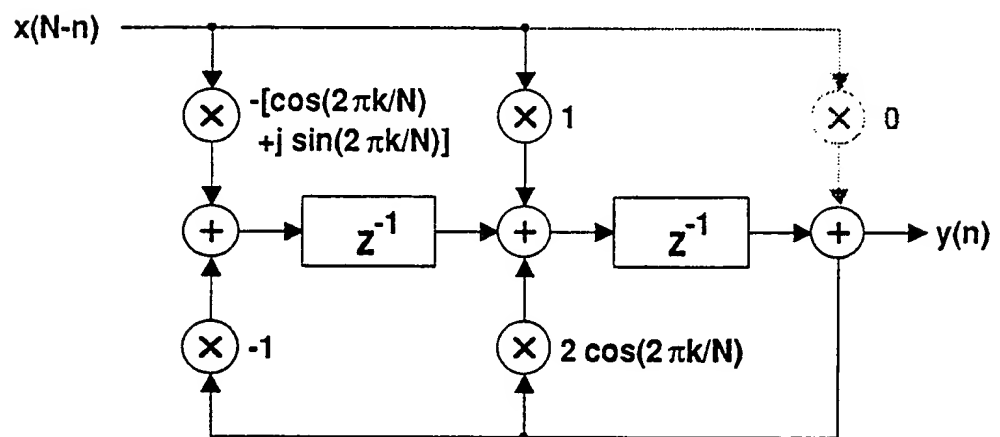


FIG. 14

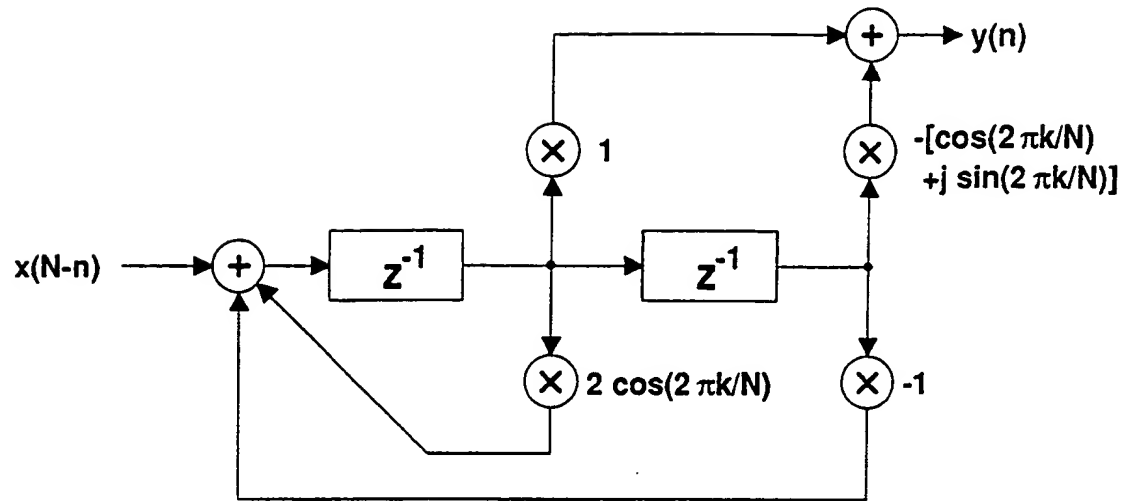


FIG. 15

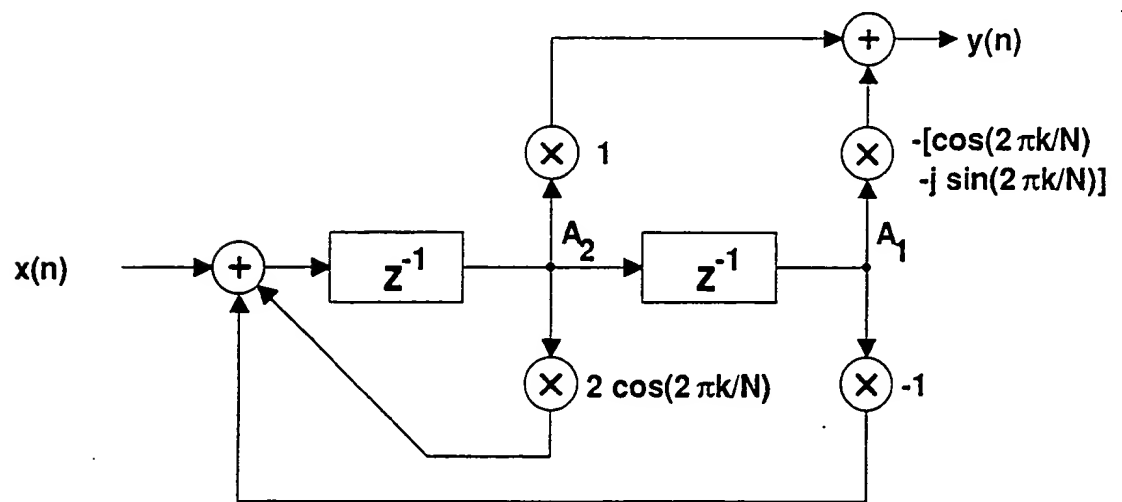


FIG. 16

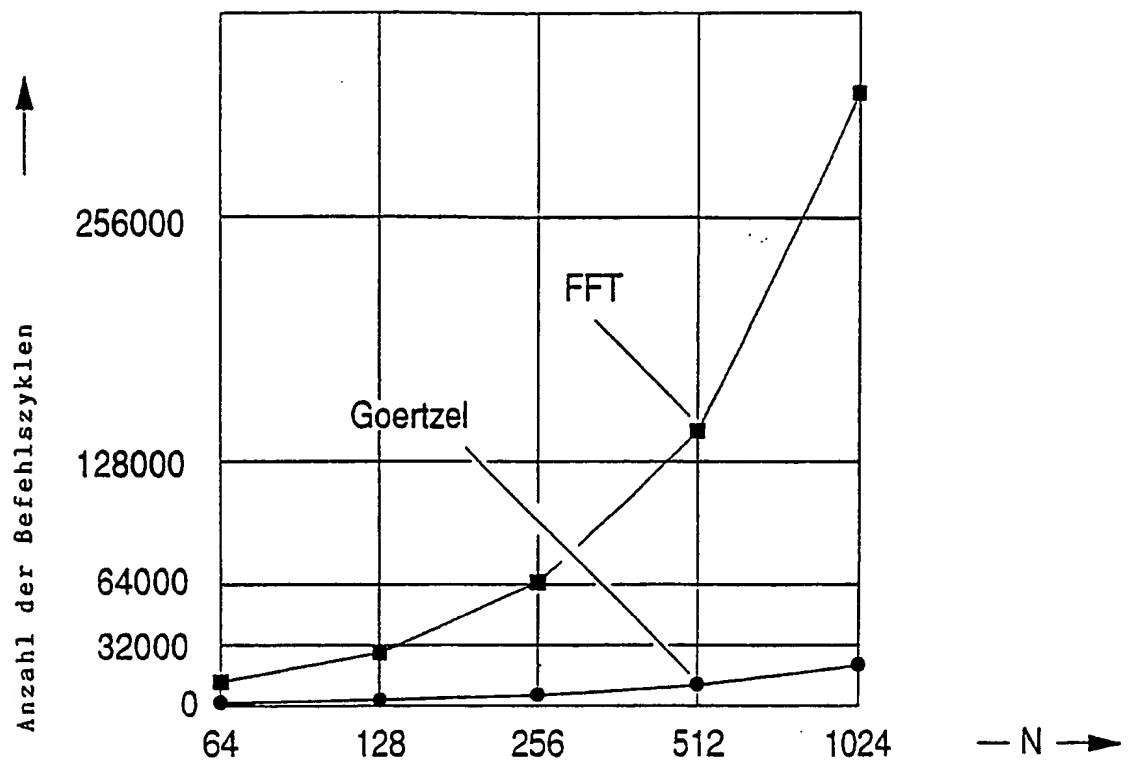


FIG. 17

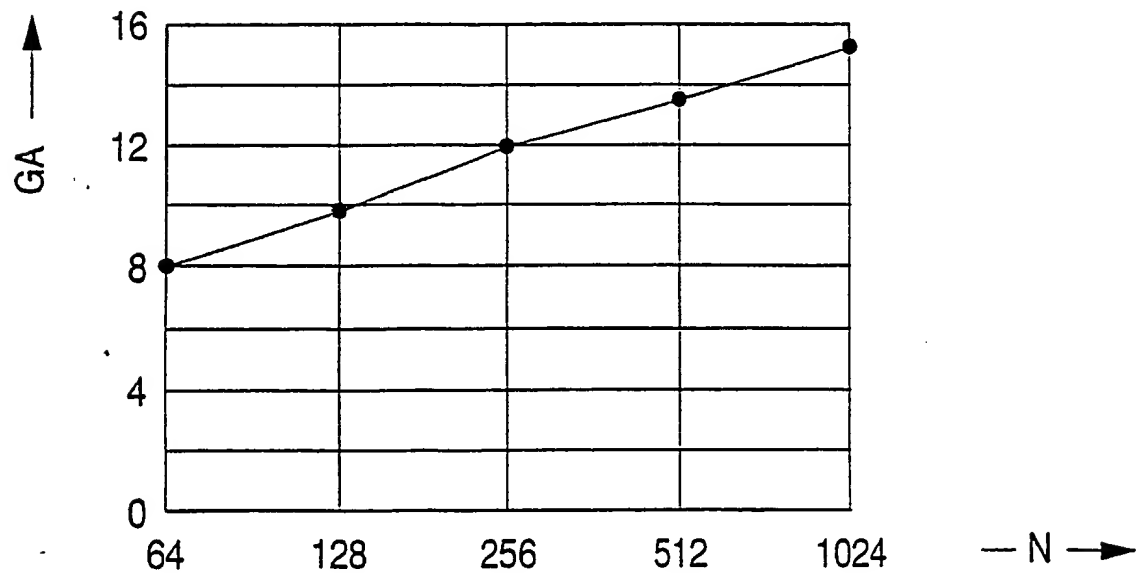


FIG. 18

FIG. 19

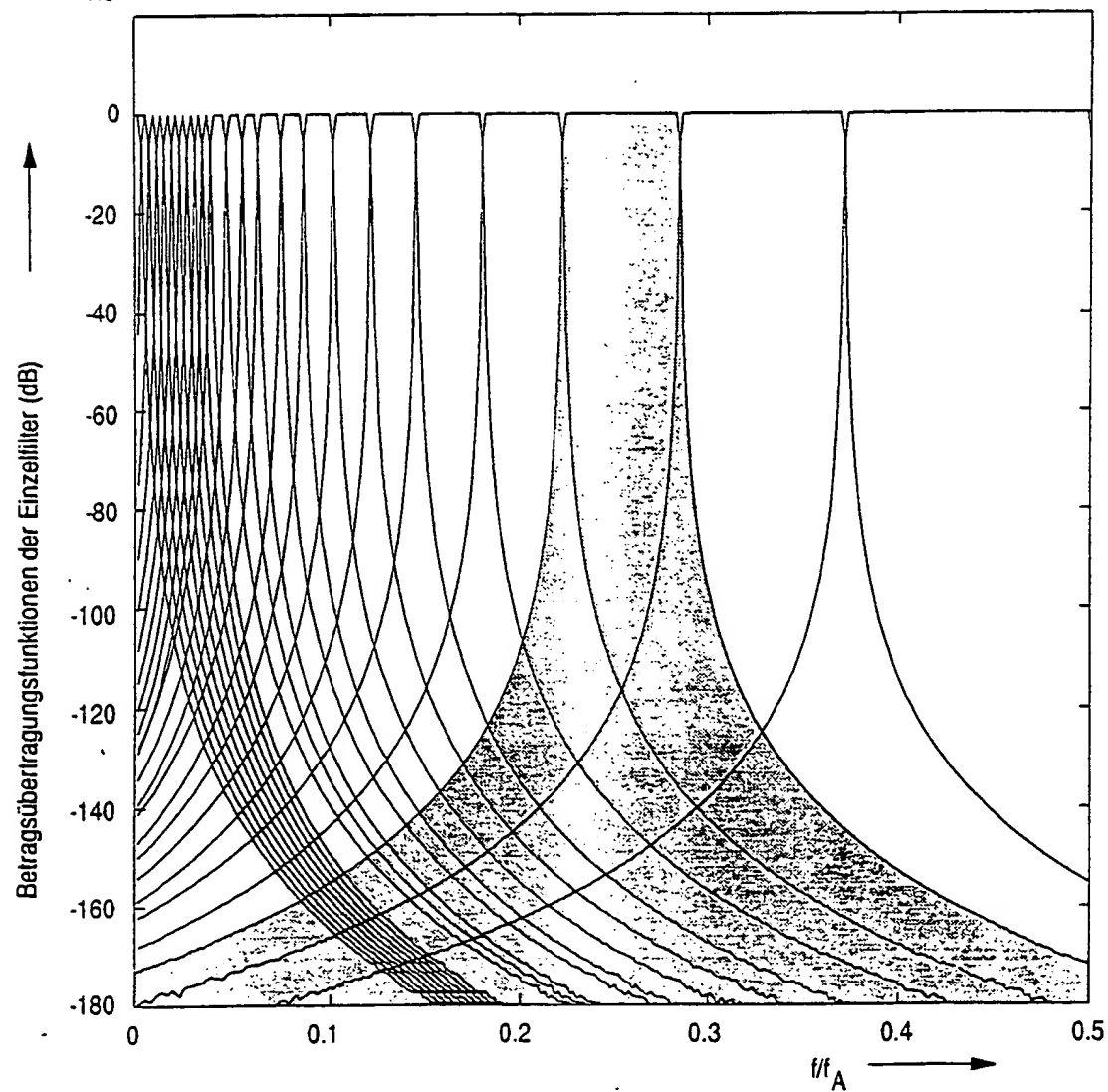
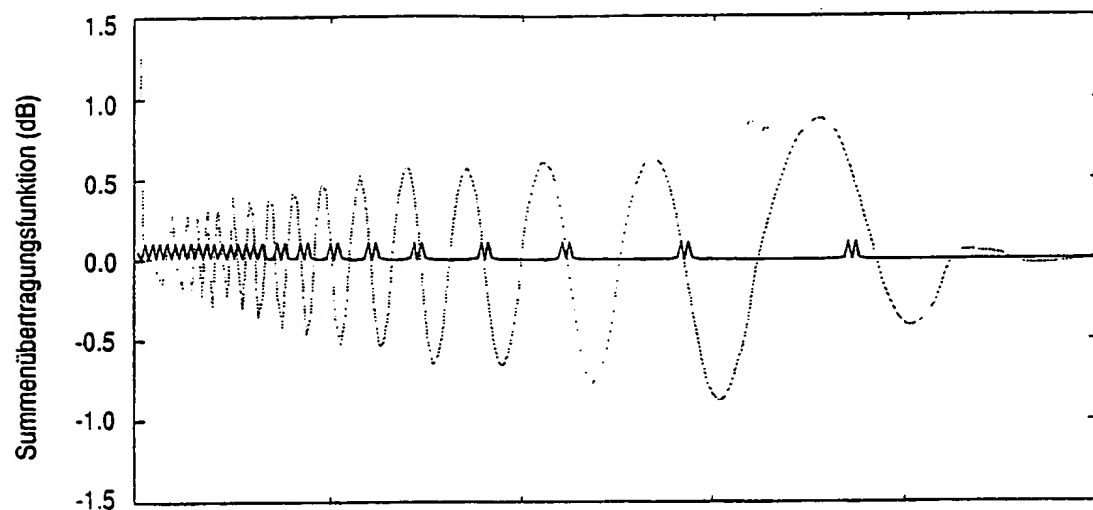


FIG. 20





**Audio signal frequency analysis method - using window functions to provide sample signal blocks subjected to Fourier analysis to obtain respective coefficients.**

**Patent Assignee: FRAUNHOFER GES FOERDERUNG ANGEWANDTEN**

**Inventors: KAPUST R; SEITZER D; SELTZER D**

#### Patent Family

Patent Number	Kind	Date	Application Number	Kind	Date	Week	Type
DE 4316297	C1	19940407	DE 4316297	A	19930514	199413	B
EP 624866	A2	19941117	EP 94107229	A	19940509	199444	
EP 624866	A3	19960207	EP 94107229	A	19940509	199622	
US 5583784	A	19961210	US 94241851	A	19940512	199704	
EP 624866	B1	19990707	EP 94107229	A	19940509	199931	
DE 59408457	G	19990812	DE 508457	A	19940509	199938	
			EP 94107229	A	19940509		

**Priority Applications (Number Kind Date):** DE 4316297 A ( 19930514)

**Cited Patents:** journal ref.; DE 4011577; WO 9009064

#### Patent Details

Patent	Kind	Language	Page	Main IPC	Filing Notes
DE 4316297	C1		21	G10L-005/00	
EP 624866	A2	G	24	G10L-007/04	
Designated States (Regional): DE DK FR GB NL PT					
US 5583784	A		19	G10L-005/00	
EP 624866	B1	G		G10L-007/04	
Designated States (Regional): DE DK FR GB NL PT					
DE 59408457	G			G10L-007/04	Based on patent EP 624866
EP 624866	A3			G10L-005/00	

#### Abstract:

DE 4316297 C



The frequency analysis method involves dividing an input signal, represented by discrete sample values, into overlapping blocks using a window function and subjecting them to a Fourier transformation, to obtain a set of coefficients. Each input signal block is evaluated via a set of differing symmetrical window functions of equal length, their Fourier transformations having different bandwidths.

The simultaneously generated blocks are used to provide a set of characteristic Fourier transformations, with a coefficient provided for each block, dependent on the window function Fourier transformation bandwidth. The selected coefficients have frequency bands which are only slightly overlapping, or only slightly spaced apart.

USE/ADVANTAGE - Accurate simulation of human hearing characteristics. At least first five spectral coefficients processed together, e.g. in fast Fourier transformation.

Dwg.6/20

US 5583784 A

A frequency analysis method that simulates perception characteristics of human hearing, comprising the steps of:

extracting from an input signal a sequence of blocks of discrete sampled values, wherein successive blocks of the sequence overlap each other in time;

concurrently windowing one of the successive blocks using a plurality of differing, symmetrical window functions of substantially identical length, each window function having a corresponding Fourier transform with a different bandwidth, to produce a plurality of windowed blocks of weighted sampled values; and

performing a Fourier transformation on each windowed block wherein for each windowed block at least one coefficient is generated having assigned thereto the bandwidth of the Fourier transform of the window function used to produce the windowed block, and wherein the at least one coefficient for each windowed block is chosen such that bandwidths assigned to the chosen coefficients of the plurality of windowed blocks adjoin one another approximately without gaps and in a manner approximately free from overlapping.

(Dwg.12/20

)

Derwent World Patents Index

© 2001 Derwent Information Ltd. All rights reserved.

Dialog® File Number 351 Accession Number 9822894

